



**Europäisches  
Patentamt**

**European  
Patent Office**

**Office européen  
des brevets**

**Bescheinigung**

**Certificate**

**Attestation**

Die angehefteten Unterlagen stimmen mit der ursprünglich eingereichten Fassung der auf dem nächsten Blatt bezeichneten europäischen Patentanmeldung überein.

The attached documents are exact copies of the European patent application described on the following page, as originally filed.

Les documents fixés à cette attestation sont conformes à la version initialement déposée de la demande de brevet européen spécifiée à la page suivante.

**Patentanmeldung Nr.    Patent application No.    Demande de brevet n°**

02425510.1

Der Präsident des Europäischen Patentamts;  
Im Auftrag

For the President of the European Patent Office

Le Président de l'Office européen des brevets  
p.o.

**R C van Dijk**

**This Page Blank (uspi...**



Anmeldung Nr:  
Application no.: 02425510.1  
Demande no:

Anmeldetag:  
Date of filing: 01.08.02  
Date de dépôt:

Anmelder/Applicant(s)/Demandeur(s):

STMicroelectronics S.r.l.  
Via C. Olivetti, 2  
20041 Agrate Brianza (Milano)  
ITALIE

Bezeichnung der Erfindung/Title of the invention/Titre de l'invention:  
(Falls die Bezeichnung der Erfindung nicht angegeben ist, siehe Beschreibung.  
If no title is shown please refer to the description.  
Si aucun titre n'est indiqué se referer à la description.)

"Transition mode power factor correction device in switching power suppliers."

In Anspruch genommene Priorität(en) / Priority(ies) claimed /Priorité(s)  
revendiquée(s)  
Staat/Tag/Aktenzeichen/State/Date/File no./Pays/Date/Numéro de dépôt:

Internationale Patentklassifikation/International Patent Classification/  
Classification internationale des brevets:

H02M/

Am Anmeldetag benannte Vertragstaaten/Contracting states designated at date of  
filing/Etats contractants désignées lors du dépôt:

AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC NL PT SE SK TR

**This Page Blank (uspto)**

“Dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione.”

\* \* \* \* \*

5 La presente invenzione si riferisce ad un dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione.

10 E' generalmente noto l'utilizzo di dispositivi per la correzione attiva del fattore di potenza (PFC) per gli alimentatori a commutazione forzata utilizzati negli apparecchi elettronici di uso comune come computer, televisori, monitor, etc e per l'alimentazione delle lampade a fluorescenza, cioè di stadi pre-regolatori a commutazione forzata che hanno il compito di assorbire dalla rete una corrente pressoché sinusoidale ed in fase con la tensione di rete. Pertanto un alimentatore a commutazione forzata del tipo attuale comprende un PFC ed un convertitore DC-DC collegato all'uscita del

15 PFC.

Un alimentatore a commutazione forzata del tipo tradizionale comprende un convertitore DC-DC ed uno stadio di ingresso connesso alla rete di distribuzione dell'energia elettrica costituito da un ponte raddrizzatore a diodi ad onda intera e da un condensatore connesso subito a

20 valle in modo da produrre una tensione continua non regolata a partire dalla tensione alternata sinusoidale di rete. Il condensatore ha una capacità grande abbastanza perché ai suoi capi sia presente un'ondulazione relativamente piccola rispetto ad un livello continuo. I diodi rettificatori del ponte, quindi, condurranno solo per una piccola porzione di ciascun mezzo ciclo della

25 tensione di rete, dato che il valore istantaneo di questa è inferiore alla tensione sul condensatore per la maggior parte del ciclo. Ne consegue che la corrente assorbita dalla rete sarà costituita da una serie di impulsi stretti la cui ampiezza è 5-10 volte il valore medio risultante.

Ciò presenta notevoli conseguenze: la corrente assorbita dalla linea ha

30 valori di picco ed efficace molto maggiori rispetto al caso di assorbimento di

corrente sinusoidale, la tensione di rete viene distorta per effetto dell'assorbimento impulsivo quasi contemporaneo di tutte le utenze connesse alla rete, in caso di sistemi trifase la corrente nel conduttore neutro risulta aumentata di molto e si ha una scarsa utilizzazione delle potenzialità energetiche del sistema di produzione di energia elettrica. Infatti, la forma  
5 d'onda di corrente impulsiva è molto ricca di armoniche dispari che, pur non contribuendo alla potenza resa al carico, contribuiscono ad aumentare la corrente efficace assorbita dalla rete e quindi ad aumentare la dissipazione di energia.

10 In termini quantitativi tutto ciò può essere espresso sia in termini di Fattore di Potenza (PF), inteso come rapporto fra la potenza reale (quella che l'alimentatore rende al carico più quella dissipata al suo interno sotto forma di calore) e la potenza apparente (il prodotto della tensione efficace di rete per la corrente efficace assorbita), sia in termini di Distorsione Armonica  
15 Totale (THD), generalmente intesa come rapporto percentuale fra l'energia associata a tutte le armoniche di ordine superiore e quella associata all'armonica fondamentale. Tipicamente, un alimentatore con filtro capacitivo ha un PF compreso fra 0.4-0.6 e un THD superiore al 100%.

Un PFC, disposto fra il ponte raddrizzatore e l'ingresso del convertitore  
20 DC-DC, consente di assorbire dalla rete una corrente pressoché sinusoidale ed in fase con la tensione, rendendo il PF prossimo a 1 e riducendo il THD.

I PFC generalmente comprendono un convertitore provvisto di un transistor di potenza e di un induttore accoppiato con esso ed un dispositivo di controllo accoppiato con il convertitore in modo da ottenere da una  
25 tensione alternata di rete in ingresso una tensione continua regolata in uscita. Il dispositivo di controllo è capace di determinare il periodo di tempo di accensione  $T_{on}$  ed il periodo di tempo di spegnimento  $T_{off}$  del transistor di potenza; l'unione del periodo di tempo  $T_{on}$  e del periodo di tempo  $T_{off}$  dà il periodo di ciclo o periodo di commutazione del transistor di potenza.

30 Le tipologie circuitali PFC presenti in commercio sono essenzialmente

due che si differenziano per la diversa tecnica di controllo utilizzata: un controllo a modulazione di larghezza di impulso (PWM) a frequenza fissa in cui si ha una conduzione continua di corrente in un induttore dell'alimentatore ed il controllo PWM a frequenza variabile, detto anche "modo transizione" (TM) perché la corrente nell'induttore si azzer  
5 esattamente alla fine di ciascun periodo di commutazione. Il controllo TM può essere operato sia controllando direttamente la corrente nell'induttore o controllando il periodo di tempo  $T_{on}$ . La tecnica di controllo a frequenza fissa fornisce prestazioni migliori ma utilizza una struttura circuitale  
10 complessa mentre la tecnica TM richiede una struttura circuitale più semplice. La prima tecnica viene generalmente utilizzata con alte potenze in gioco mentre la seconda tecnica con potenze medio-basse, generalmente inferiori a 200W.

Nella figura 1 è schematicamente mostrato uno stadio pre-regolatore  
15 PFC di tipo TM comprendente un convertitore boost 20 ed un dispositivo di controllo 1. Il convertitore boost 20 comprende un ponte raddrizzatore a diodi ad onda intera 2 avente in ingresso una tensione di rete  $V_{in}$ , un condensatore C1 (che serve da filtro per l'alta frequenza) avente un terminale  
20 connesso al ponte a diodi 2 e l'altro terminale connesso a massa, un'induttanza L collegata ad un terminale del condensatore C1, un transistor MOS di potenza M avente il terminale di drain collegato ad un terminale dell'induttanza L a valle di quest'ultima ed avente il terminale di source connesso ad una resistenza  $R_s$  collegata a massa, un diodo D avente l'anodo  
25 connesso al terminale in comune dell'induttanza L e del transistor M ed il catodo connesso ad un condensatore  $C_o$  avente l'altro terminale connesso a massa. Il convertitore boost 20 genera in uscita una tensione continua  $V_{out}$  sul condensatore  $C_o$  superiore alla massima tensione di picco di rete, tipicamente 400 V per sistemi alimentati con rete europea o ad  
30 alimentazione universale. Tale tensione  $V_{out}$  sarà la tensione di ingresso del convertitore DC-DC connesso al PFC.

Il dispositivo di controllo 1 deve mantenere la tensione di uscita  $V_{out}$  ad un valore costante mediante un'azione di controllo in retroazione. Il dispositivo di controllo 1 comprende un amplificatore di errore 3 atto a confrontare una parte della tensione di uscita  $V_{out}$ , cioè la tensione  $V_r$  data da  $V_r = R_2 \cdot V_{out} / (R_2 + R_1)$  (dove le resistenze  $R_1$  e  $R_2$  sono connesse in serie fra loro ed in parallelo al condensatore  $C_o$ ) con una tensione di riferimento  $V_{ref}$ , ad esempio del valore di 2.5V, e genera un segnale errore proporzionale alla loro differenza. La tensione di uscita  $V_{out}$  presenta un'ondulazione ad una frequenza doppia di quella di rete e sovrapposta al valore continuo. Se tuttavia l'ampiezza di banda dell'amplificatore d'errore viene ridotta notevolmente (tipicamente inferiore a 20 Hz) mediante l'uso di un'opportuna rete di compensazione comprendente almeno un condensatore e assumiamo un funzionamento in regime quasi stazionario, ossia con tensione efficace di ingresso e carico in uscita costanti, tale ondulazione verrà grandemente attenuata e il segnale errore diventerà costante.

Il segnale errore  $Se$  viene inviato ad un moltiplicatore 4 dove viene moltiplicato per un segnale  $V_i$  dato da una parte della tensione di rete rettificata dal ponte a diodi 2. All'uscita del moltiplicatore 4 sarà presente un segnale  $Sm$  dato da una sinusoide raddrizzata la cui ampiezza dipenderà, ovviamente, dalla tensione efficace di rete e dal segnale errore.

Il segnale  $Sm$  è inviato all'ingresso non invertente di un comparatore PWM 5 mentre sull'ingresso invertente insiste il segnale  $Srs$  presente sulla resistenza  $R_s$ . Se i segnali  $Srs$  e  $Sm$  sono uguali il comparatore 5 invia un segnale ad un blocco di controllo 6 atto al pilotaggio del transistor  $M$  che, in tal caso, provvede a spegnerlo. In tal modo il segnale di uscita  $Sm$  del moltiplicatore determina la corrente di picco del transistor  $M$  e questa sarà quindi involupata da una sinusoide raddrizzata. Un filtro posto all'ingresso dello stadio elimina la componente a frequenza di commutazione e fa sì che la corrente assorbita dalla rete abbia la forma dell'involuppo sinusoidale.

Dopo che il MOS è stato spento l'induttore scarica l'energia in esso



immagazzinata sul carico finché si svuota completamente. A questo punto, il diodo si apre e il nodo di drain del MOS rimane flottante, per cui la sua tensione tende a quella istantanea di ingresso attraverso delle oscillazioni di risonanza fra la capacità parassita del nodo e l'induttanza dell'induttore. Si assiste quindi ad una rapida diminuzione della tensione di drain che viene accoppiata al pin a cui è connesso un blocco rivelatore degli zeri di corrente 7, appartenente al blocco 6, attraverso l'avvolgimento ausiliario dell'induttore. Il blocco 6 comprende inoltre una porta OR 8 avente un ingresso collegato al blocco 7 e l'altro ingresso connesso ad uno starter 10, atto ad inviare un segnale alla porta OR 8 all'istante di tempo iniziale; il segnale di uscita S della porta OR 8 è l'ingresso set S di un flip-flop set-reset 11 avente un altro ingresso R che è il segnale in uscita al dispositivo 5, ed avente un segnale di uscita Q. Il segnale Q viene inviato in ingresso ad un driver 12 che comanda l'accensione o lo spegnimento del transistor M.

Un PFC assorbe una corrente quasi sinusoidale ma non perfettamente sinusoidale. Due sono le maggiori sorgenti della distorsione residua che tende a mantenere un THD non trascurabile. La prima è l'ondulazione a frequenza doppia di quella di rete sovrapposta al segnale Se di livello continuo presente all'uscita dell'amplificatore d'errore, la quale introduce una distorsione di 3<sup>a</sup> armonica nel riferimento di corrente generato dal moltiplicatore. La seconda è la distorsione d'incrocio, visibile come breve zona piatta nella forma d'onda della corrente di rete IR, in corrispondenza degli zeri della tensione di rete che corrispondono ai valori minimi VC1min della tensione VC1 ai capi del condensatore C1, come visibile in figura 2 dove sono mostrati la corrente IR e la tensione VC1 ai capi del condensatore C1 in due casi con Vin=220Vac e potenza di ingresso Pin=80W (figura 2a) e Vin=220Vac e Pin=40W (figura 2b). La distorsione di incrocio cresce al diminuire del carico del PFC e all'aumentare della tensione efficace di rete.

La causa di questa distorsione è da ricercarsi nel difetto di trasferimento di energia ingresso-uscita che si verifica in vicinanza degli zeri della

tensione di rete. In quella zona l'energia immagazzinata nell'induttore L è molto bassa, insufficiente a caricare la capacità parassita del nodo di drain del MOS fino alla tensione di uscita  $V_{out}$  (tipicamente 400V) in modo da consentire il passaggio di corrente attraverso il diodo D e trasferire l'energia dell'induttore L in uscita. Di conseguenza il diodo non viene acceso per un certo numero di cicli di commutazione e l'energia resta confinata nel circuito risonante composto dalla suddetta capacità parassita e dall'induttore L. Questo fenomeno, che viene accentuato dalla presenza del condensatore di filtro per l'alta frequenza C1 dopo il ponte raddrizzatore, è mostrato in dettaglio in figura 3 dove sono visibili la corrente  $I_R$  e la tensione  $V_{drain}$  in una zona in cui la corrente  $I_R$  è piatta.

In vista dello stato della tecnica descritto, scopo della presente invenzione è quello di fornire un dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione che consenta di minimizzare la distorsione di incrocio.

In accordo con la presente invenzione, tale scopo viene raggiunto mediante un dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione, comprendente un convertitore ed un dispositivo di controllo accoppiato con detto convertitore in modo da ottenere da una tensione alternata di rete in ingresso una tensione regolata sul terminale di uscita, detto convertitore comprendendo un transistor di potenza, detto dispositivo di controllo comprendendo un circuito di pilotaggio atto a determinare il periodo di tempo di accensione e di spegnimento di detto transistor di potenza, caratterizzato dal fatto che detto dispositivo di controllo comprende mezzi di controllo accoppiati a detto circuito di pilotaggio e a detto convertitore e capaci di allungare detto periodo di tempo di accensione del transistor di potenza in corrispondenza degli istanti di tempo in cui detta tensione alternata di rete assume sostanzialmente un valore nullo.

Preferibilmente detto convertitore comprende un circuito raddrizzatore

di detta tensione di rete in ingresso, detto dispositivo di controllo comprende un amplificatore di errore avente sull'ingresso invertente un primo segnale proporzionale a detta tensione regolata e sul terminale non invertente un segnale di riferimento e detto circuito di pilotaggio comprende un  
5 moltiplicatore avente in ingresso un secondo segnale proporzionale alla tensione raddrizzata da detto circuito raddrizzatore ed un segnale errore in uscita da detto amplificatore di errore, un comparatore atto a confrontare un terzo segnale in uscita da detto moltiplicatore ed un quarto segnale proporzionale alla corrente che scorre in detto transistor di potenza, il quinto  
10 segnale di uscita da detto comparatore essendo atto a determinare il periodo di tempo di accensione e di spegnimento di detto transistor di potenza, detti mezzi di controllo essendo atti ad elevare il valore di uno di detti terzo o quarto segnali in ingresso al comparatore in corrispondenza degli istanti di tempo in cui la tensione di rete ha un valore sostanzialmente nullo.

15 Le caratteristiche ed i vantaggi della presente invenzione risulteranno evidenti dalla seguente descrizione dettagliata di una sua forma di realizzazione pratica, illustrata a titolo di esempio non limitativo negli uniti disegni, nei quali:

la figura 1 è uno schema circuitale di un PFC in modo transizione per  
20 un alimentatore a commutazione forzata secondo l'arte nota;

le figure 2a, 2b mostrano diagrammi ottenuti in un oscilloscopio che riportano la corrente di rete e la tensione di rete raddrizzata presa ai capi della capacità posta subito dopo il ponte raddrizzatore del PFC di figura 1 con diverse potenze in ingresso;

25 la figura 3 mostra, nell'intorno di uno zero della tensione di rete, la corrente di rete e la tensione sul terminale di drain del transistor MOS del PFC di figura 1;

la figura 4 è uno schema circuitale di un PFC in modo transizione per un alimentatore a commutazione forzata secondo la presente invenzione;

30 la figura 5 è uno schema circuitale di un PFC in modo transizione per

un alimentatore a commutazione forzata secondo una prima forma di realizzazione della presente invenzione;

5 le figure 6a, 6b mostrano diagrammi ottenuti in un oscilloscopio che riportano la corrente di rete e la tensione di rete raddrizzata presa ai capi della capacità posta subito dopo il ponte raddrizzatore del PFC di figura 5 con diverse potenze in ingresso;

la figura 7 mostra, nell'intorno di uno zero della tensione di rete, la corrente di rete e la tensione sul terminale di drain del transistor MOS del convertitore del PFC di figura 5;

10 le figure 8a-8b mostrano il valore in percentuale del THD per il PFC di figura 1 e per il PFC di figura 5 con diverse potenze in uscita;

la figura 9 è uno schema a blocchi di un circuito di un PFC in modo transizione per un alimentatore a commutazione forzata secondo una seconda forma di realizzazione della presente invenzione;

15 la figura 10 mostra le forme d'onda di segnali significativi del circuito di figura 9;

le figure 11a-11b mostrano schemi circuitali del moltiplicatore di figura 1 e del circuito di figura 9;

20 le figure 12a, 12b mostrano diagrammi ottenuti in un oscilloscopio che riportano la corrente di rete e la tensione di rete raddrizzata presa ai capi della capacità posta subito dopo il ponte raddrizzatore del PFC secondo la seconda forma di realizzazione della presente invenzione con diverse potenze in ingresso;

25 la figura 13 mostra, nell'intorno di uno zero della tensione di rete, la corrente di rete e la tensione sul terminale di drain del transistor MOS del convertitore del PFC secondo la seconda forma di realizzazione della presente invenzione;

30 la figura 14 è uno schema di un altro circuito di un PFC in modo transizione per un alimentatore a commutazione forzata secondo una variante alla seconda forma di realizzazione della presente invenzione.

Nella figura 4 è mostrato un PFC per un alimentatore a commutazione forzata operante in modo transizione secondo l'invenzione; gli elementi uguali al circuito di figura 1 saranno indicati con gli stessi riferimenti. Il PFC comprende un convertitore boost 20 provvisto di un ponte raddrizzatore a diodi ad onda intera 2 avente in ingresso una tensione di rete  $V_{in}$ , un condensatore C1 avente un terminale connesso al ponte a diodi 2 e l'altro terminale connesso a massa, un'induttanza L collegata ad un terminale del condensatore C1, un transistor MOS di potenza M avente il terminale di drain collegato ad un terminale dell'induttanza L a valle di quest'ultima ed avente il terminale di source collegato ad una resistenza  $R_s$  connessa a massa, un diodo D avente l'anodo connesso al terminale in comune dell'induttanza L e del transistor M ed il catodo connesso ad un condensatore  $C_o$  avente l'altro terminale connesso a massa. Il convertitore boost 20 genera in uscita una tensione continua  $V_{out}$  superiore alla massima tensione di picco di rete, tipicamente 400 V per sistemi alimentati con rete europea o ad alimentazione universale.

Il PFC comprende un circuito di controllo 100 atto a mantenere la tensione di uscita  $V_{out}$  ad un valore costante mediante un'azione di controllo in retroazione. Il circuito di controllo 100 comprende un amplificatore di errore 3 atto a confrontare una parte della tensione di uscita  $V_{out}$ , cioè la tensione  $V_r$  data da  $V_r = R_2 * V_{out} / (R_2 + R_1)$  (dove le resistenze  $R_1$  e  $R_2$  sono connesse in serie fra loro ed in parallelo al condensatore  $C_o$ ) con una tensione di riferimento  $V_{ref}$ , ad esempio del valore di 2.5V, e genera un segnale errore proporzionale alla loro differenza. La tensione di uscita  $V_{out}$  presenta un'ondulazione una frequenza doppia di quella di rete e sovrapposta al valore continuo. Se tuttavia l'ampiezza di banda dell'amplificatore d'errore viene ridotta notevolmente (tipicamente inferiore a 20 Hz) mediante l'uso di un'opportuna rete di compensazione comprendente un condensatore ed assumiamo un funzionamento in regime quasi stazionario, ossia con tensione efficace di ingresso e carico in uscita

costanti, tale ondulazione verrà grandemente attenuata ed il segnale errore diventerà costante.

Il segnale errore Se è inviato in ingresso ad un blocco di controllo 51  
avente in ingresso anche un segnale Vi proporzionale alla tensione di rete  
5 Vin raddrizzata dal ponte a diodi 2, un segnale S rappresentativo dello stato  
di magnetizzazione dell'induttanza L ed un segnale Srs proporzionale alla  
corrente che scorre nel transistor M. Il blocco 51 comprende il moltiplicatore  
4, il comparatore PWM 5 ed il blocco di controllo 6 ed è atto a determinare  
il periodo di tempo di accensione Ton ed il periodo di tempo di spegnimento  
10 Toff del transistor MOS M.

Un blocco circuitale 50 secondo l'invenzione ha in ingresso i segnali Vi  
e/o Se ed invia un segnale Contr che consente di allungare il periodo di  
tempo di accensione Ton del transistor M in prossimità degli zeri della  
tensione di rete Vin, cioè quando la tensione di rete assume il valore di  
15 qualche Volt ( ad esempio 2V), un valore che si può considerare nullo in  
confronto al valore di picco della tensione di rete.

Nella figura 5 è mostrato un PFC per un alimentatore a commutazione  
forzata operante in modo transizione secondo una prima forma di  
realizzazione della presente invenzione; gli elementi uguali ai circuiti di  
20 figura 1 e 4 saranno indicati con gli stessi riferimenti. Nella figura 5 il  
blocco 51 è stato esplicitato e comprende il moltiplicatore 4 avente in  
ingresso i segnali Vi e Se ed inviante un segnale Sm all'ingresso non  
invertente di un comparatore PWM 5 il cui segnale di uscita è in ingresso al  
blocco 6. Nell'ingresso invertente del comparatore 5 è presente il segnale  
25 Contr in uscita dal blocco 50.

Quest'ultimo comprende una resistenza Ra connessa da una parte al  
terminale di source del transistor M ed ad un terminale della resistenza Rs e  
dall'altra parte all'ingresso invertente del comparatore 5 in modo da riportare  
all'ingresso invertente del comparatore il segnale Srs. Il blocco 50  
30 comprende anche una resistenza Rb connessa ad un capo con l'ingresso

invertente del comparatore 5 e dall'altro capo con l'anodo di un diodo  $D_i$  e con un condensatore  $C_i$  avente l'altro suo terminale connesso a massa. Il catodo del diodo  $D_i$  è connesso all'avvolgimento ausiliario  $L_1$  dell'induttore  $L$ .

5           Durante il periodo di tempo di accensione  $T_{on}$  del transistor MOS  $M$ , quando la tensione ai capi dell'avvolgimento ausiliario  $L_1$  è negativa, il diodo  $D_i$  consente la carica del condensatore  $C_i$ . In tal modo si ha una tensione negativa sul nodo  $P$  proporzionale alla tensione efficace di rete e dipendente dal rapporto spire dell'avvolgimento ausiliario  $L_1$ . Tramite la  
10           resistenza  $R_b$  si ha una tensione negativa, cioè un offset di tensione negativa, in aggiunta sul nodo invertente del comparatore 5 al segnale  $S_{rs}$ .

          Una resistenza  $R_c$  può essere inserita fra l'uscita dell'amplificatore di errore 3 e l'ingresso invertente del comparatore 5; in tal modo si ha una variazione dell'offset di tensione negativa al variare del carico in uscita dato  
15           che il segnale di tensione  $S_e$  ha un valore che si abbassa in corrispondenza di un innalzamento della tensione di ingresso  $V_{in}$  e di una diminuzione del carico.

          Questa soluzione produce un offset di tensione negativa durante un semiperiodo della tensione di rete  $V_{in}$ , tuttavia il valore di detta tensione  
20            $V_{in}$  in istanti di tempo diversi dagli istanti in cui detta tensione è prossima a zero è molto alta e l'offset di tensione non incide sostanzialmente.

          Per realizzare preferibilmente una modulazione di detto offset con il valore istantaneo della tensione di rete in modo che esso diventi meno negativo quando si è lontani dagli istanti di tempo in cui la tensione di rete  
25            $V_{in}$  assume un valore nullo, si dovrebbe aggiungere una componente di tensione positiva a detto offset che sia nulla in prossimità di detti zeri della tensione di rete  $V_{in}$ . Ciò può essere fatto prelevando il segnale  $V_i$  in ingresso al moltiplicatore 4 tramite la resistenza  $R_d$  e riportandolo all'ingresso invertente del comparatore 5.

30           L'offset di tensione negativa influisce sul segnale in uscita dal

comparatore 5 in modo da determinare un allungamento del periodo di tempo di accensione  $T_{on}$  del transistor MOS M.

5 Per tarare il circuito si può rendere fissa una delle due resistenze  $R_a$  e  $R_b$  e variare l'altra; la taratura deve essere fatta con la tensione di rete  $V_{in}$  al valore massimo, cioè nelle condizioni in cui, generalmente, il THD è massimo in modo da determinare per quale valore di resistenza complessiva si ha il minimo THD.

Gli effetti della correzione apportata dal circuito 50 di figura 5 sono visibili nelle figure 6a, 6b e 7.

10 Le figure 6a, 6b mostrano diagrammi ottenuti in un oscilloscopio che riportano la corrente di rete  $I_R$  e la tensione  $V_{C1}$  ai capi della capacità  $C1$  con rispettivamente una tensione  $V_{in}=220VAC$  ed una potenza  $P_{in}=80W$ , e con una tensione  $V_{in}=220VAC$  ed una potenza  $P_{in}=40W$ .

15 La figura 7 mostra, nell'intorno di uno zero della tensione di rete, la corrente di rete  $I_R$  e la tensione  $V_{drain}$  sul terminale di drain del transistor MOS M.

20 Le figure 8a e 8b mostrano i valori della distorsione armonica totale THD1 e THD2 rispettivamente per il circuito di figura 1 e per il circuito di figura 5 con potenza di uscita  $P_{out}=80W$  (figura 8a) e potenza di uscita  $P_{out}=40W$  (figura 8b).

25 Nella figura 9 è mostrato uno schema a blocchi di un circuit di un PFC per un alimentatore a commutazione forzata operante in modo transizione secondo una seconda forma di realizzazione della presente invenzione. Detto circuito comprende il blocco 50 di figura 4 ed il moltiplicatore 4 che ha in ingresso i segnali  $V_i$  e  $Se$  e fornisce in uscita il segnale  $Sm$ ; il segnale  $Contr$  in uscita al blocco 50 viene inviato all'ingresso non invertente del comparatore 5.

30 Il blocco 50 consente di aggiungere un offset di tensione positiva al segnale  $Sm$  in uscita al moltiplicatore 4 solo durante gli istanti di tempo in cui la tensione di rete  $V_{in}$  ha un valore prossimo a zero. L'offset di tensione



positiva deve essere più alto quanto più alta è la tensione di rete  $V_{in}$  e quanto più basso è il carico in uscita. L'offset di tensione positiva è realizzato aggiungendo al segnale  $S_m$  in uscita dal moltiplicatore 4 una piccola porzione del segnale presente ad uno dei suoi ingressi, cioè una porzione del segnale  $V_i$  o una porzione del segnale  $S_e$ , in modo da ottenere il segnale  $Contr$  che viene inviato all'ingresso non invertente del comparatore 5. E' anche possibile realizzare l'offset di tensione positivo aggiungendo porzioni di entrambi i segnali  $S_e$  e  $V_i$  al segnale  $S_m$  per ottenere il segnale  $Contr$ .

10 Il segnale  $V_i$  viene sottratto ad un segnale  $A_2$  di valore costante nel tempo ed il segnale risultante viene moltiplicato per una costante  $K_2$  in modo da ottenere il segnale  $V_{i1}$  che viene aggiunto al segnale  $S_m$  per ottenere il segnale  $Contr$ .

15 In alternativa o in aggiunta il segnale  $S_e$  viene sottratto ad un segnale  $A_1$  di valore costante nel tempo ed il segnale risultante viene moltiplicato per una costante  $K_1$  in modo da ottenere il segnale  $S_{e1}$  che viene aggiunto al segnale  $S_m$  per ottenere il segnale  $Contr$ .

20 In figura 10 sono mostrate le forme d'onda temporali dei segnali  $S_e$ ,  $V_i$ ,  $S_m$  e  $Contr$ ; quest'ultimo differisce dal segnale  $S_m$  soprattutto per il fatto che non assume mai un valore nullo.

25 Le figure 11a-11b mostrano schemi di una possibile realizzazione circuitale del moltiplicatore 4 di figura 1 e del circuito di figura 9 comprendente il moltiplicatore 4 ed il blocco 50. Il moltiplicatore di figura 11a comprende uno stadio di ingresso provvisto di un primo ed un secondo stadio differenziale. Il primo stadio differenziale comprende due transistor bipolari pnp aventi i terminali di collettore accoppiati ad una tensione di alimentazione  $V_{DD}$  e connessi ad un generatore di corrente  $I_1$  ed i terminali di emettitore connessi a massa, ed il secondo stadio differenziale comprende due transistor bipolari pnp aventi i terminali di collettore accoppiati ad una  
30 tensione di alimentazione  $V_{DD}$  e connessi ad un generatore di corrente  $I_2$  ed

i terminali di emettitore connessi a massa. Il terminale di base di uno dei transistor del primo stadio è connesso alla tensione  $V_i$  mentre il terminale di base dell'altro transistor è connesso a massa, il terminale di base di uno dei transistor del secondo stadio è connesso alla tensione  $S_e$  mentre il terminale di base dell'altro transistor è connesso ad un riferimento di tensione  $V_2$  di 2,5 V. Le uscite dei due stadi differenziali sono in ingresso ad uno stadio intermedio che pilota un generatore di corrente  $I_o$  di uno stadio di uscita che a sua volta scorre su una resistenza  $R$ . Il segnale  $S_m$  è dato da  $S_m = I_o * R$ .

Il circuito di figura 11b è una realizzazione circuitale del blocco 50 e del moltiplicatore 4 di figura 9. Detto circuito differisce da quello di figura 11a perché al posto della resistenza  $R$  sono disposte tre resistenze  $R_{10}$ ,  $R_{20}$ ,  $R_{30}$  in serie fra loro e per il fatto che i terminali di emettitore dei transistor del primo e del secondo stadio differenziale aventi i terminali di gate connessi rispettivamente ai segnali  $V_i$  e  $S_m$  sono connessi rispettivamente ai capi delle resistenze  $R_{10}$  e  $R_{20}$  ed ai capi delle resistenze  $R_{20}$  e  $R_{30}$ . Le uscite dei due stadi differenziali sono sempre in ingresso ad uno stadio intermedio che pilota un generatore di una corrente  $I_{ov}$  di uno stadio di uscita che a sua volta scorre sulla serie di resistenze  $R_{10}$ ,  $R_{20}$  e  $R_{30}$ . Il segnale  $Contr$  è dato da:

$$Contr = I_{ov} * (R_{10} + R_{20} + R_{30}) + I_{1a} * (R_{20} + R_{30}) + I_{2a} * R_{30}$$

dove  $I_{1a}$  e  $I_{2a}$  sono le correnti che circolano rispettivamente nei transistor del primo e del secondo stadio differenziale aventi i terminali di gate connessi rispettivamente ai segnali  $V_i$  e  $S_m$ .

Le figure 12a, 12b mostrano diagrammi ottenuti in un oscilloscopio che riportano la corrente di rete  $I_R$  e la tensione  $V_{C1}$  ai capi della capacità  $C_1$  con rispettivamente una tensione  $V_{in} = 220VAC$  ed una potenza  $P_{in} = 80W$ , e con una tensione  $V_{in} = 220VAC$  ed una potenza  $P_{in} = 40W$ .

La figura 13 mostra, nell'intorno di uno zero della tensione di rete, la corrente di rete  $I_R$  e la tensione  $V_{drain}$  sul terminale di drain del transistor MOS M.

Nella figura 14 è mostrato uno schema di un circuit di un PFC in modo transizione per un alimentatore a commutazione forzata secondo una variante alla seconda forma di realizzazione della presente invenzione. Detto circuito comprende il blocco 50 di figura 4 ed il moltiplicatore 4 che ha in  
5 ingresso i segnali  $V_i$  e  $Se$  e fornisce in uscita il segnale  $Sm$ ; il segnale  $Contr$  in uscita al blocco 50 viene inviato all'ingresso non invertente del comparatore 5.

Il blocco 50 consente di aggiungere un offset di tensione positiva al segnale  $Sm$  in uscita al moltiplicatore 4 solo durante gli istanti di tempo in  
10 cui la tensione di rete  $V_{in}$  ha un valore prossimo a zero. L'offset di tensione positiva deve essere più alto quanto più alta è la tensione di rete  $V_{in}$  e quanto più basso è il carico in uscita. L'offset di tensione positiva è realizzato mediante aggiunta di una porzione del segnale  $Se$  al segnale  $Sm$  in modo da formare il segnale  $Contr$  da inviare all'ingresso non invertente del  
15 comparatore 5. Tuttavia tale aggiunta viene effettuata solo quando il segnale  $V_i$  è inferiore ad un valore di riferimento  $V_{th}$  che preferibilmente è dato dal segnale  $Se_2$  per una costante  $K_3$ ; infatti un comparatore 52 confronta i segnali  $V_i$ , che insiste sull'ingresso invertente, e  $V_{th}$ , che insiste sull'ingresso non invertente, e se  $V_i < V_{th}$  invia un segnale ad un interruttore  $SW$  che  
20 abilita l'aggiunta del segnale  $Se_2$  al segnale  $Sm$ .

Il segnale  $Se$  viene sottratto ad un segnale  $A_4$  di valore costante nel tempo ed il segnale risultante viene moltiplicato per una costante  $K_4$  in modo da ottenere il segnale  $Se_2$  che viene aggiunto al segnale  $Sm$  per ottenere il segnale  $Contr$ .

25 I circuiti di figura 9 e 14 sono integrabili in uno stesso chip con il blocco 51 e l'amplificatore di errore 3 del circuito di controllo 100.

## RIVENDICAZIONI

1. Dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione, comprendente un convertitore (20) ed un dispositivo di controllo (100) accoppiato con detto convertitore in modo da ottenere da una tensione alternata di rete ( $V_{in}$ ) in ingresso una tensione regolata ( $V_{out}$ ) sul terminale di uscita, detto convertitore (20) comprendendo un transistor di potenza (M), detto dispositivo di controllo (100) comprendendo un circuito di pilotaggio (51) atto a determinare il periodo di tempo di accensione ( $T_{on}$ ) e di spegnimento ( $T_{off}$ ) di detto transistor di potenza (M), caratterizzato dal fatto che detto dispositivo di controllo (100) comprende mezzi di controllo (50) accoppiati a detto circuito di pilotaggio (100) e a detto convertitore (20) e capaci di allungare detto periodo di tempo di accensione ( $T_{on}$ ) del transistor di potenza (M) in corrispondenza degli istanti di tempo in cui detta tensione alternata di rete ( $V_{in}$ ) assume sostanzialmente un valore nullo.

2. Dispositivo secondo la rivendicazione 1, caratterizzato dal fatto che detto convertitore (20) comprende un circuito raddrizzatore (2) di detta tensione di rete in ingresso ( $V_{in}$ ), detto dispositivo di controllo (100) comprende un amplificatore di errore (3) avente sull'ingresso invertente un primo segnale ( $V_r$ ) proporzionale a detta tensione regolata ( $V_{out}$ ) e sul terminale non invertente un segnale di riferimento ( $V_{ref}$ ), e detto dispositivo di pilotaggio (51) comprende un moltiplicatore (4) avente in ingresso un secondo segnale ( $V_i$ ) proporzionale alla tensione raddrizzata da detto circuito raddrizzatore (2) ed un segnale errore ( $S_e$ ) in uscita da detto amplificatore di errore (3), un comparatore (5) atto a confrontare un terzo segnale ( $S_m$ ) in uscita da detto moltiplicatore (4) ed un quarto segnale ( $S_{rs}$ ) proporzionale alla corrente che scorre in detto transistor di potenza (M), un quinto segnale in uscita da detto comparatore (5) essendo atto a determinare il periodo di tempo di accensione ( $T_{on}$ ) e di spegnimento ( $T_{off}$ ) di detto transistor di potenza (M), detti mezzi di controllo (50) essendo atti ad

elevare il valore di uno di detti terzo (Sm) e quarto (Srs) segnali in ingresso al comparatore (5) in corrispondenza degli istanti di tempo in cui la tensione di rete (Vin) ha un valore sostanzialmente nullo.

5           3. Dispositivo secondo la rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di controllo (50) comprendono mezzi circuitali (Ra-Rc, Di, Ci) capaci di aggiungere un offset di tensione negativa a detto quarto segnale (Srs).

10           4. Dispositivo secondo la rivendicazione 3, caratterizzato dal fatto che detto convertitore (20) comprende un induttanza (L) disposta fra un terminale non pilotabile di detto transistor di potenza (M) e detto circuito raddrizzatore (2) e detto dispositivo per la correzione del fattore di potenza comprende un avvolgimento ausiliario (L1) di detta induttanza (L), detti  
15           mezzi circuitali (Rb-Rd, Di, Ci) essendo connessi a detto avvolgimento ausiliario (L1) e all'uscita di detto amplificatore di errore (3) e determinando detto offset di tensione durante il periodo di tempo di accensione (Ton) di  
detto transistor di potenza (M) quando il segnale di tensione ai capi di detto avvolgimento ausiliario (L1) assume un valore negativo.

20           5. Dispositivo secondo la rivendicazione 4, caratterizzato dal fatto che detti mezzi circuitali (Rb-Rd, Di, Ci) comprendono un diodo (Di) avente il catodo connesso a detto avvolgimento ausiliario (L1) e l'anodo connesso sia ad un terminale di un condensatore (Ci) avente l'altro terminale connesso a  
massa che ad un terminale di una prima resistenza (Rb) avente l'altro  
terminale connesso all'ingresso del comparatore (5) su cui è presente detto  
quarto segnale (Srs), una seconda resistenza (Rc) disposta tra l'uscita di detto  
25           amplificatore di errore (3) e l'ingresso del comparatore (5) su cui è presente detto quarto segnale (Srs).

30           6. Dispositivo secondo la rivendicazione 5, caratterizzato dal fatto che detti mezzi circuitali (Rb-Rd, Di, Ci) comprendono una terza resistenza (Rd) su un terminale della quale insiste detto secondo segnale (Vi) ed avente l'altro terminale connesso all'ingresso del comparatore (5) su cui è presente

detto quarto segnale (Srs).

5 7. Dispositivo secondo la rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di controllo (50) comprendono un circuito (A2, K2, A1, K1) capace di aggiungere una porzione (Vi1, Se1) di uno fra il secondo segnale (Vi) e il segnale di errore (Se) al terzo segnale (Sm) in uscita da detto moltiplicatore (4).

10 8. Dispositivo secondo la rivendicazione 7, caratterizzato dal fatto che uno fra il secondo segnale (Vi) e il segnale di errore (Se) viene sottratto ad un segnale di livello costante (A1, A2) e viene moltiplicato per una costante (K1, K2) per ottenere detta porzione di segnale (Vi1, Se1) da aggiungere a detto terzo segnale (Sm).

15 9. Dispositivo secondo la rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di controllo (50) comprendono un circuito (A2, K2, A1, K1) capace di aggiungere una prima porzione (Vi1) del secondo segnale (Vi) ed una seconda porzione (Se1) del segnale di errore (Se) al terzo segnale (Sm) in uscita da detto moltiplicatore (4).

20 10. Dispositivo secondo la rivendicazione 9, caratterizzato dal fatto che il secondo segnale (Vi) e il segnale di errore (Se) vengono sottratti a segnali di livello costante (A1, A2) e vengono moltiplicati per una costante (K1, K2) per ottenere detta prima (Vi1) e seconda (Se1) porzione di segnale da aggiungere a detto terzo segnale (Sm).

25 11. Dispositivo secondo la rivendicazione 2, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di controllo (50) comprendono un circuito (52, A4, K3, K4) capace di aggiungere una porzione (Se2) del segnale errore (Se) al terzo segnale (Sm) in uscita da detto moltiplicatore (Sm) quando detto secondo segnale (Vi) è inferiore ad un valore prefissato (Vth).

30 12. Dispositivo secondo la rivendicazione 11, caratterizzato dal fatto che il segnale di errore (Se) viene sottratto ad un segnale di livello costante (A4) e viene moltiplicato per una costante (K4) per ottenere detta porzione di segnale (Se2) da aggiungere a detto terzo segnale (Sm) solo se detto

secondo segnale ( $V_i$ ) è inferiore a detto valore prefissato ( $V_{th}$ ).

13. Dispositivo secondo la rivendicazione 12, caratterizzato dal fatto che detto valore prefissato ( $V_{th}$ ) è dato da detta porzione di segnale ( $Se_2$ ) moltiplicata per una costante ( $K_3$ ).

5        14. Dispositivo secondo la rivendicazione 7 o 9 o 11, caratterizzato dal fatto che detti mezzi di controllo (50) sono integrabili in un chip con il circuito di pilotaggio (51) di detto dispositivo di controllo (100).

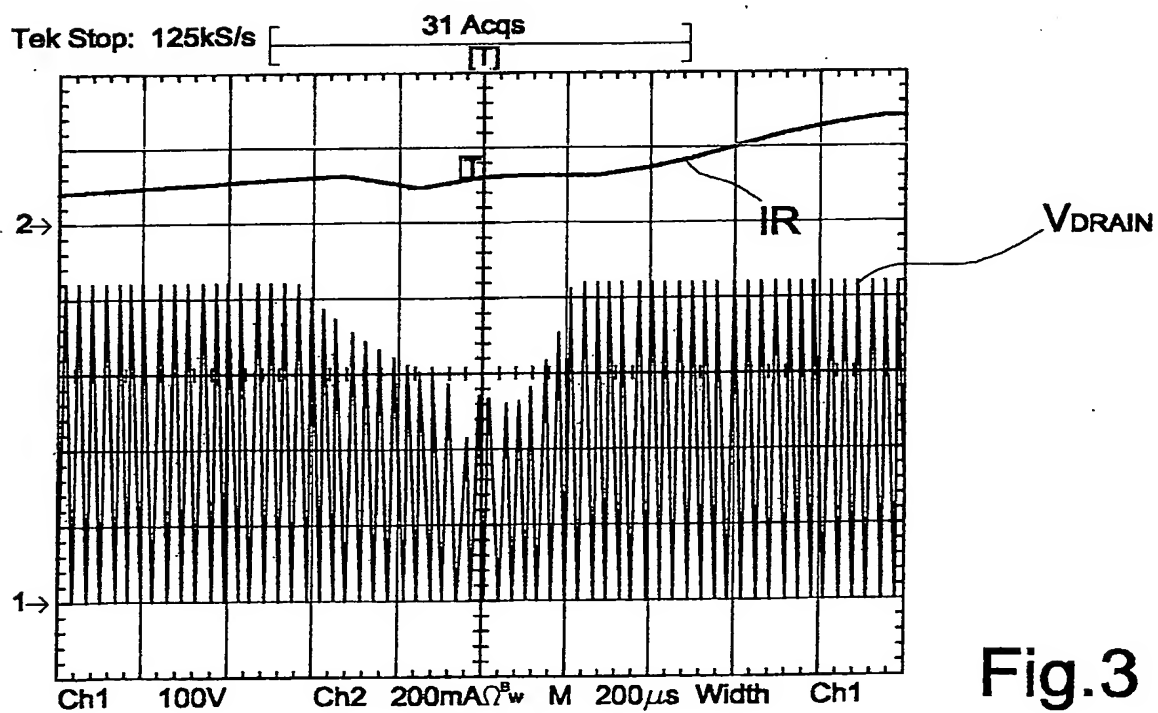
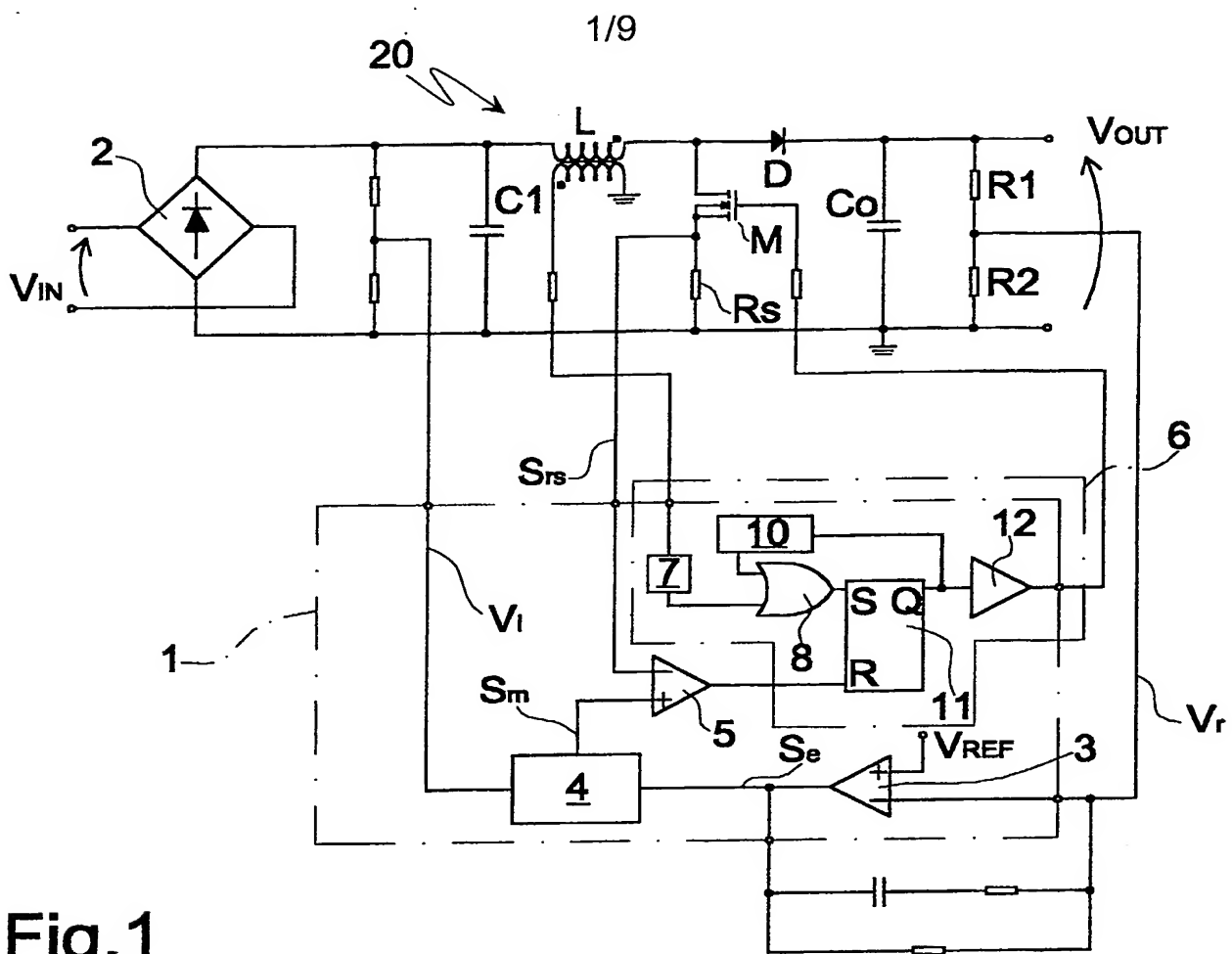
“Dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione.”

\* \* \* \*

#### RIASSUNTO

5           E' descritto un dispositivo per la correzione del fattore di potenza in alimentatori a commutazione forzata operante in modo transizione. Il dispositivo comprende un convertitore (20) ed un dispositivo di controllo (100) accoppiato con detto convertitore in modo da ottenere da una tensione alternata di rete ( $V_{in}$ ) in ingresso una tensione regolata ( $V_{out}$ ) sul terminale di uscita. Il convertitore (20) comprende un transistor di potenza (M) ed il  
10           dispositivo di controllo (100) comprende un circuito di pilotaggio (51) atto a determinare il periodo di tempo di accensione ( $T_{on}$ ) e di spegnimento ( $T_{off}$ ) di detto transistor di potenza (M) e mezzi di controllo (50) accoppiati a detto circuito di pilotaggio (51) e a detto convertitore e capaci di allungare detto  
15           periodo di tempo di accensione ( $T_{on}$ ) del transistor di potenza (M) in corrispondenza degli istanti di tempo in cui la tensione alternata di rete ( $V_{in}$ ) assume sostanzialmente un valore nullo. (Figura 4)





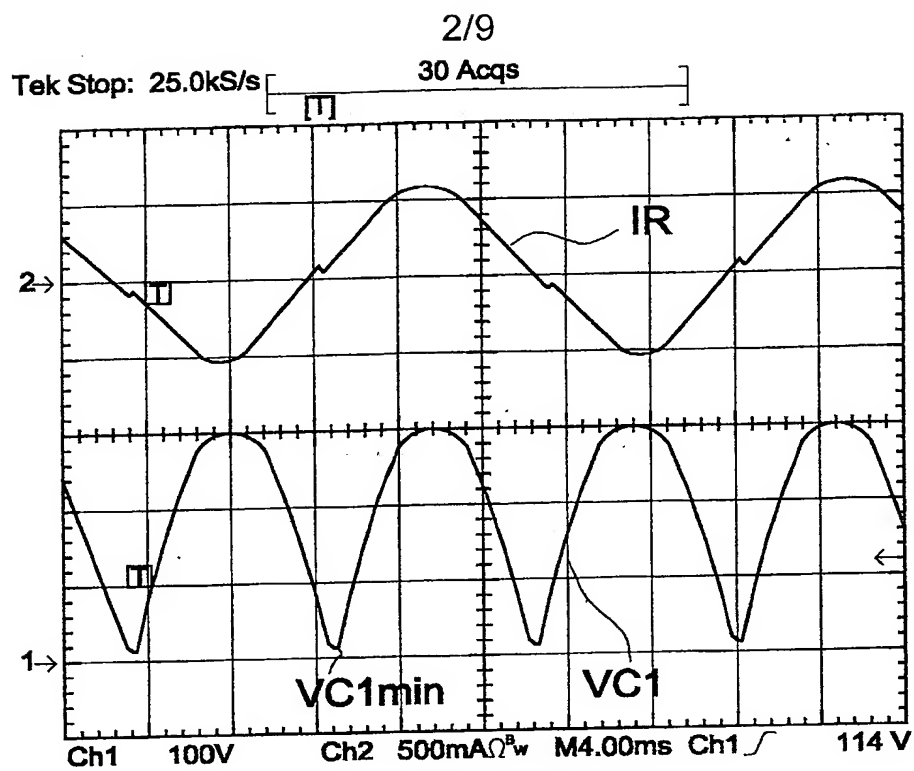


Fig.2a

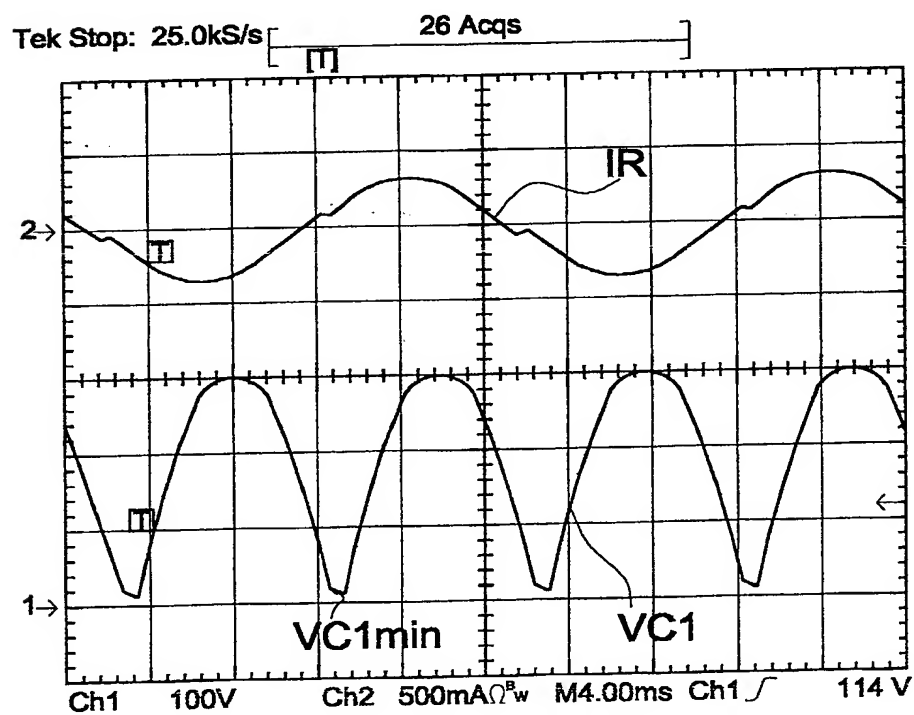


Fig.2b

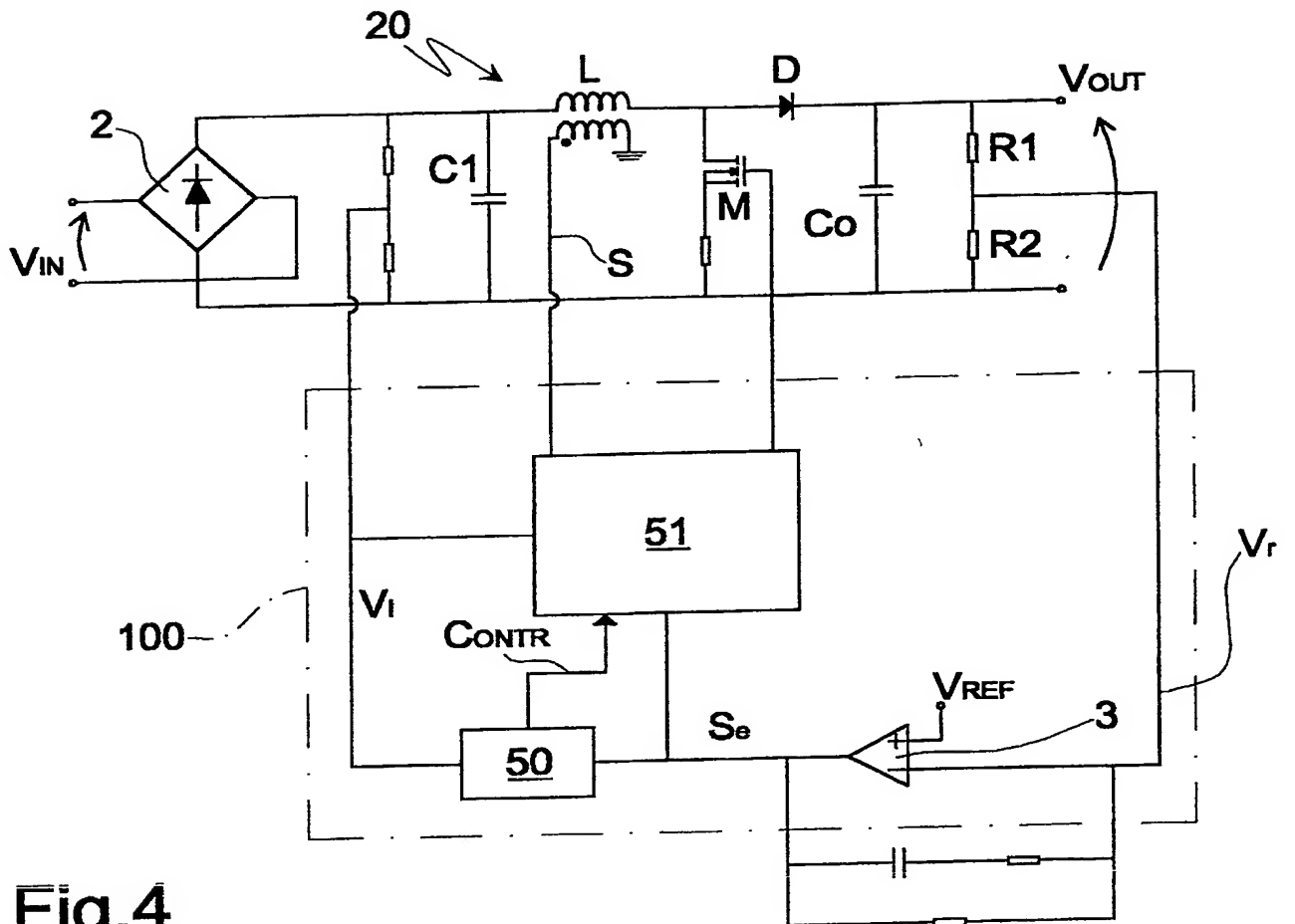


Fig.4

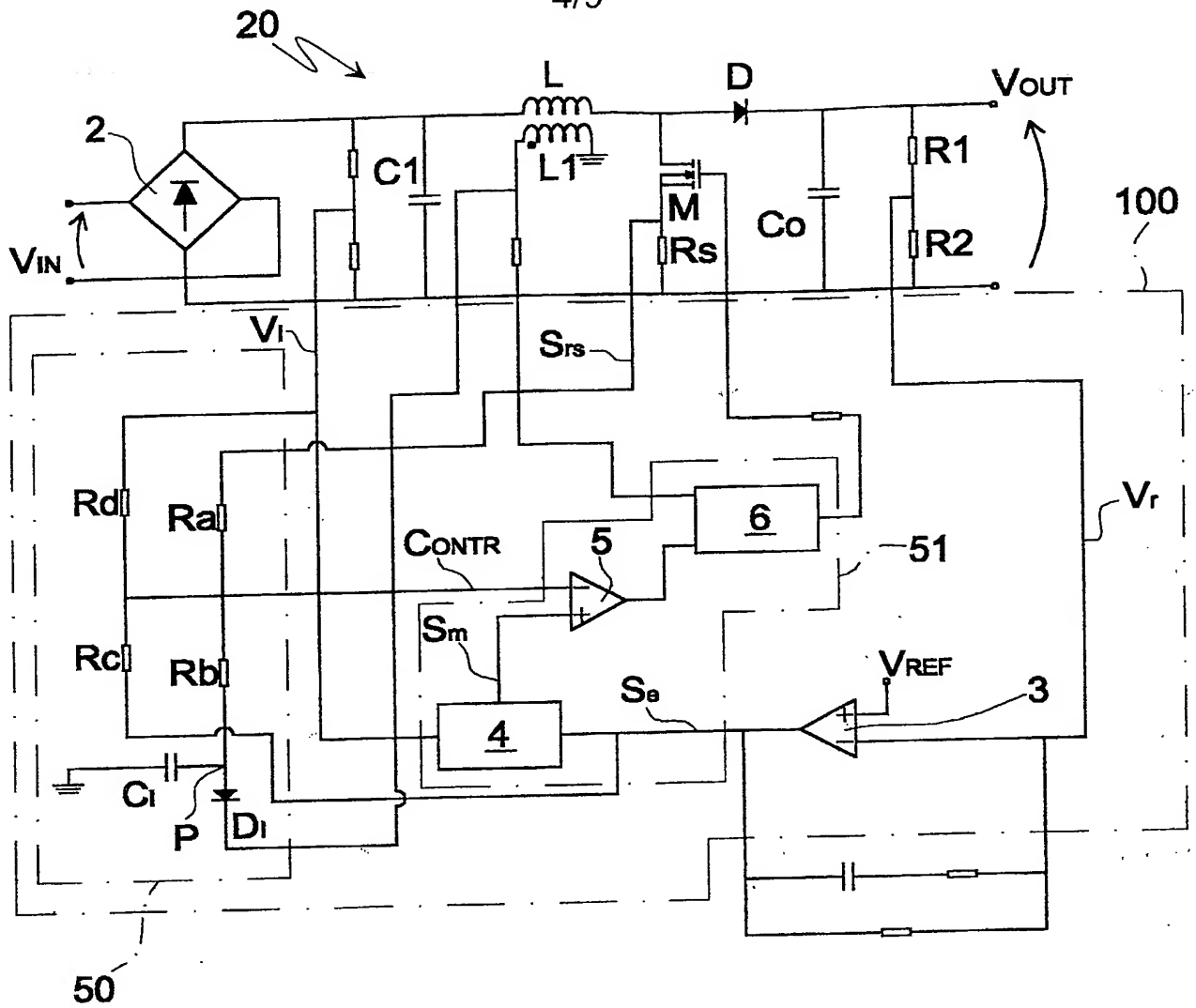


Fig.5

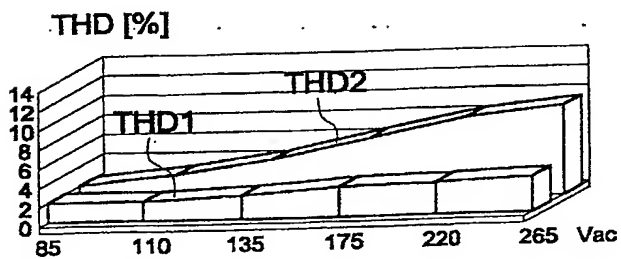


Fig.8a

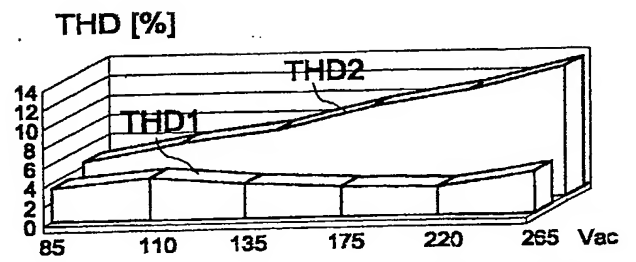


Fig.8b

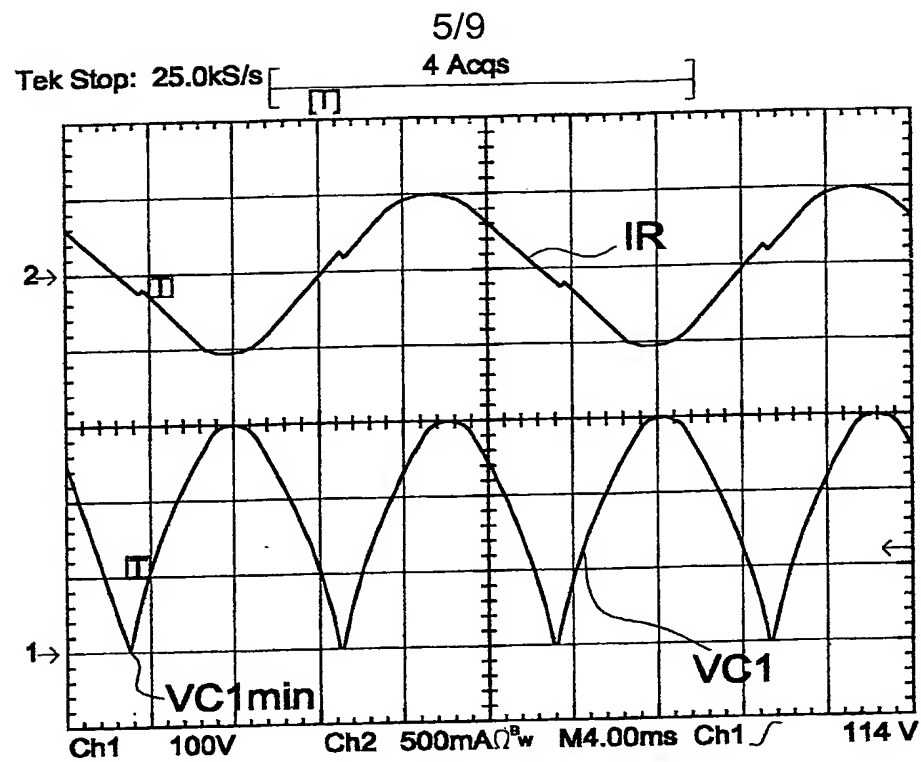


Fig.6a

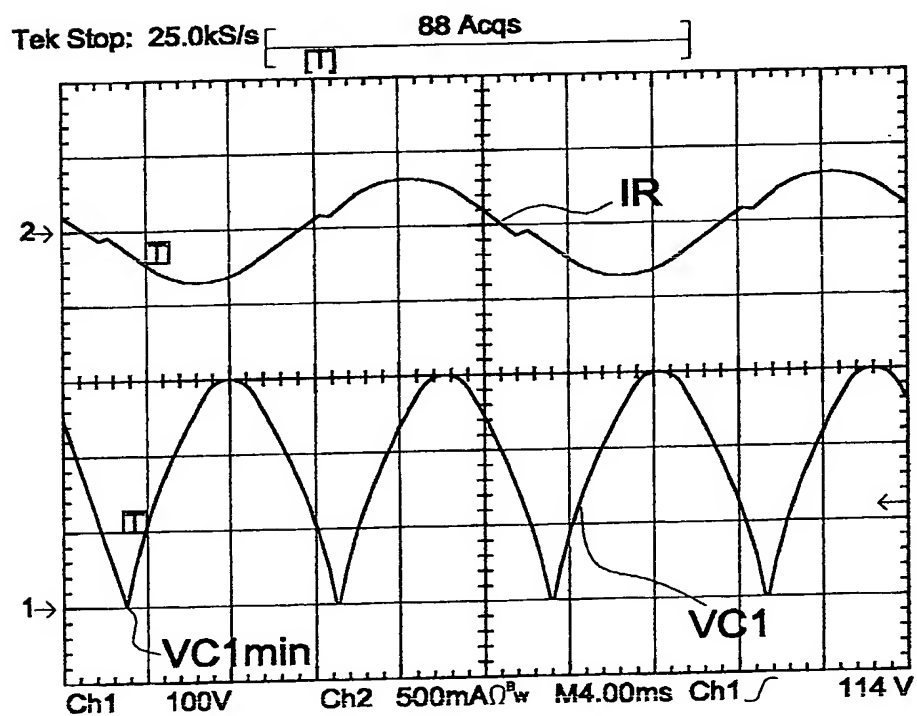


Fig.6b

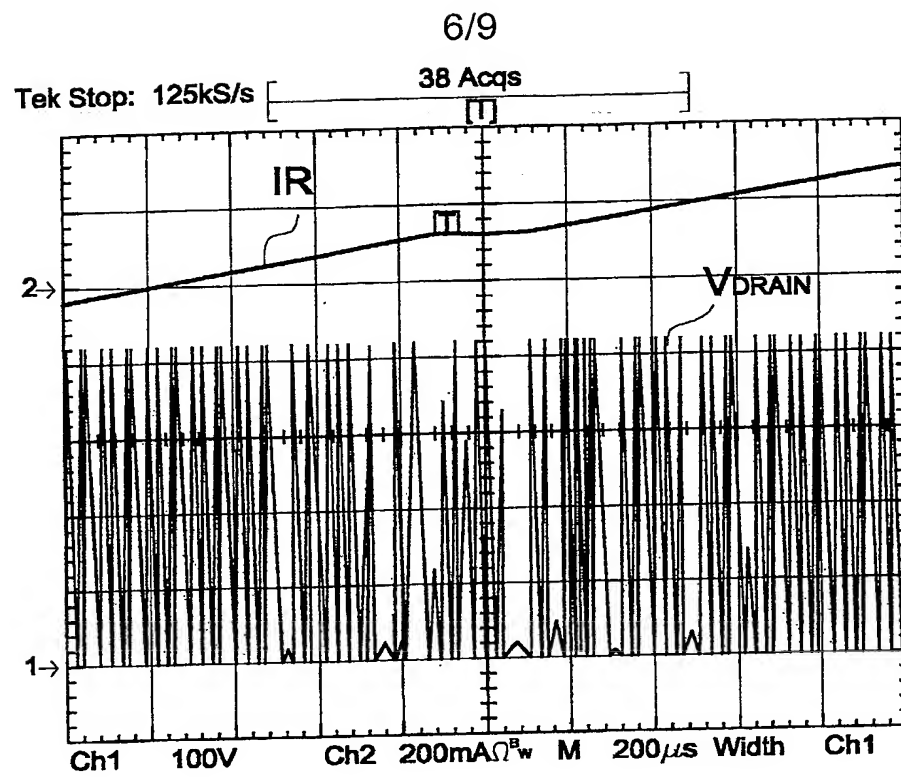


Fig.7

Fig.9

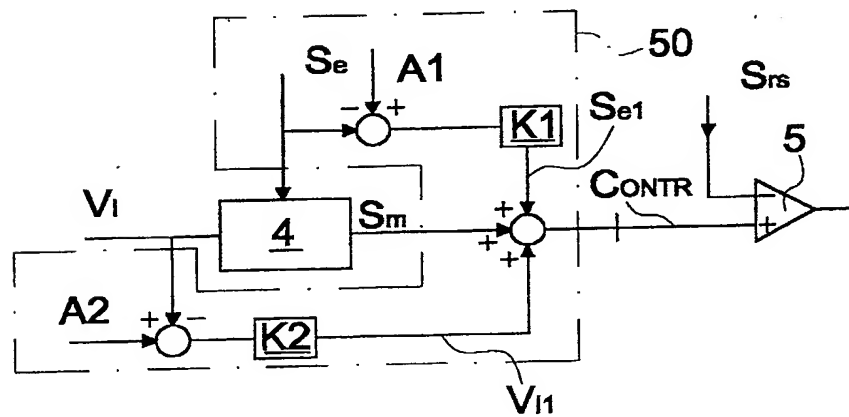


Fig.10

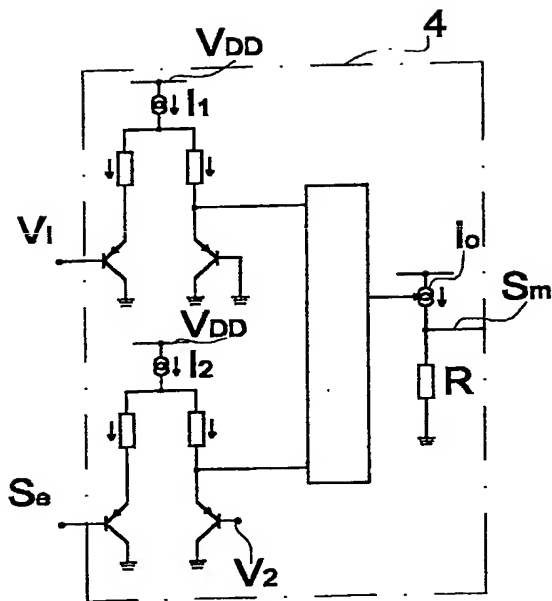
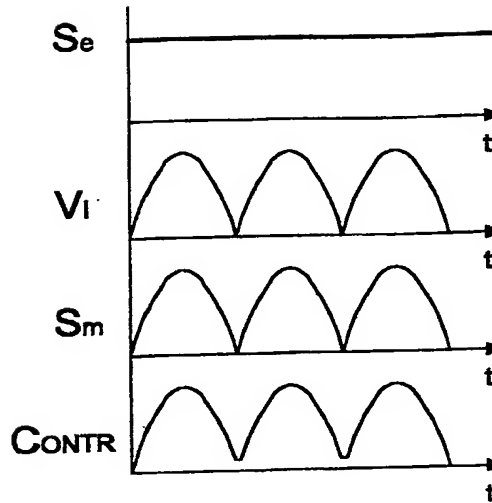


Fig.11a

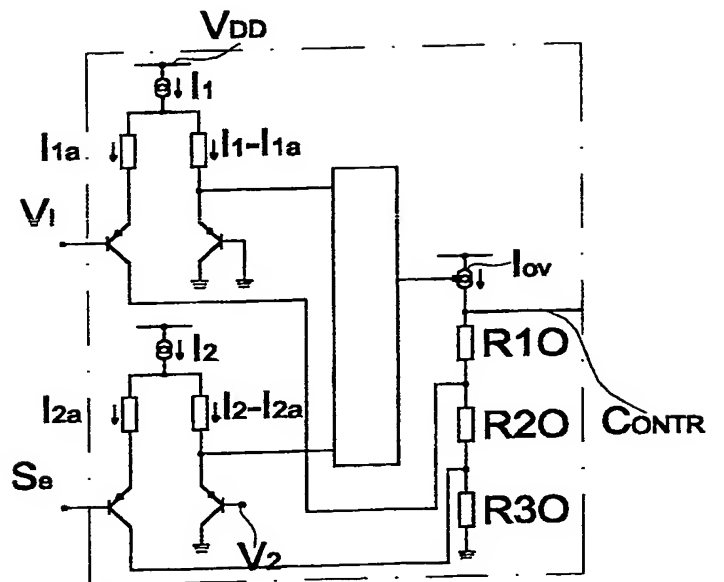


Fig.11b

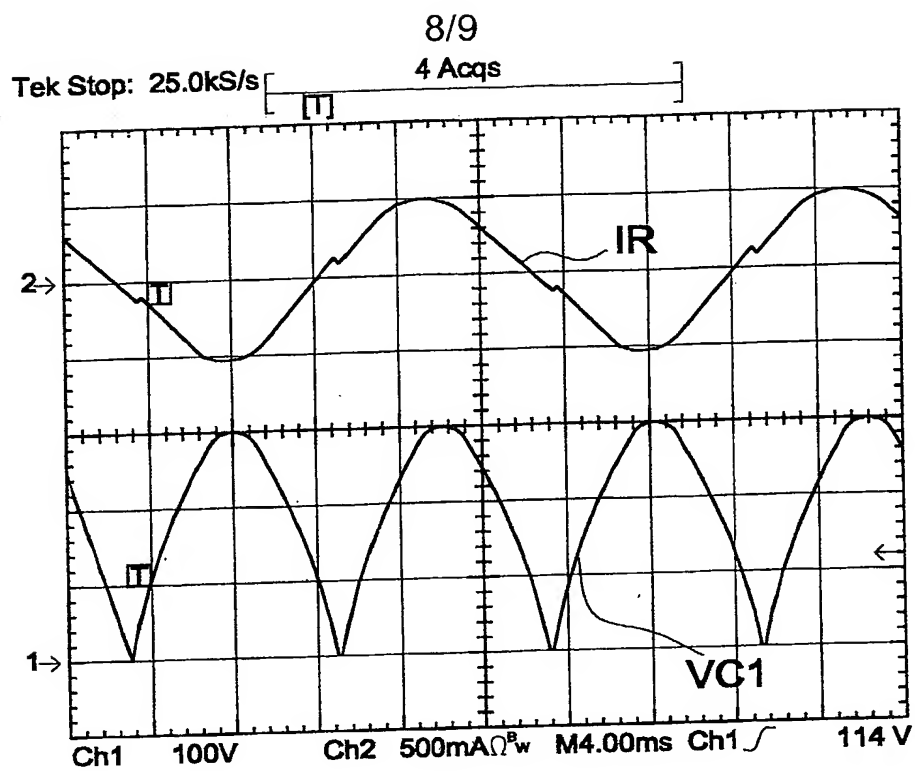


Fig.12a

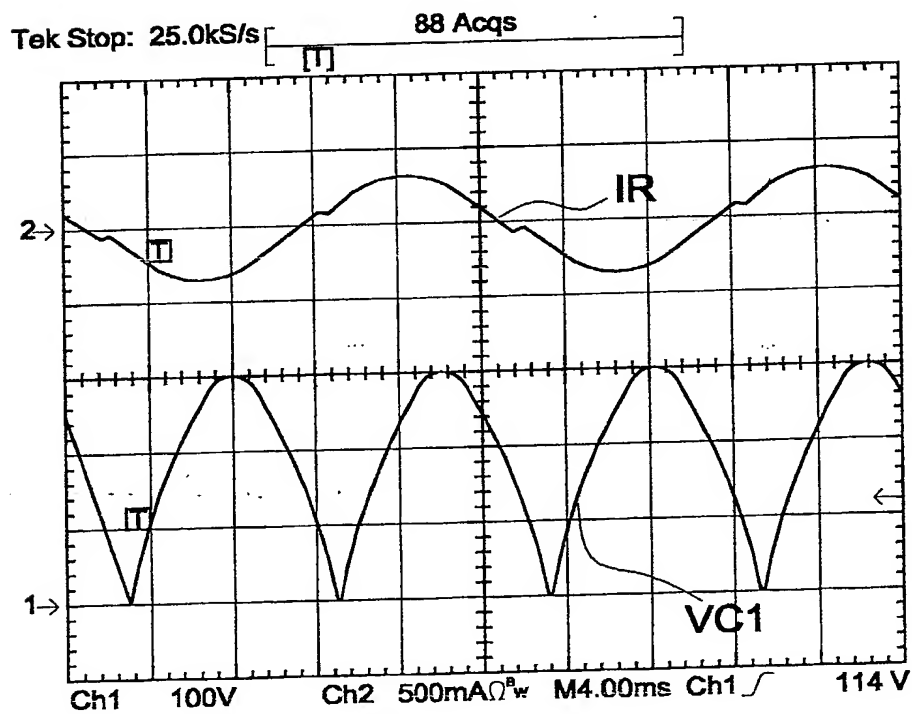


Fig.12b



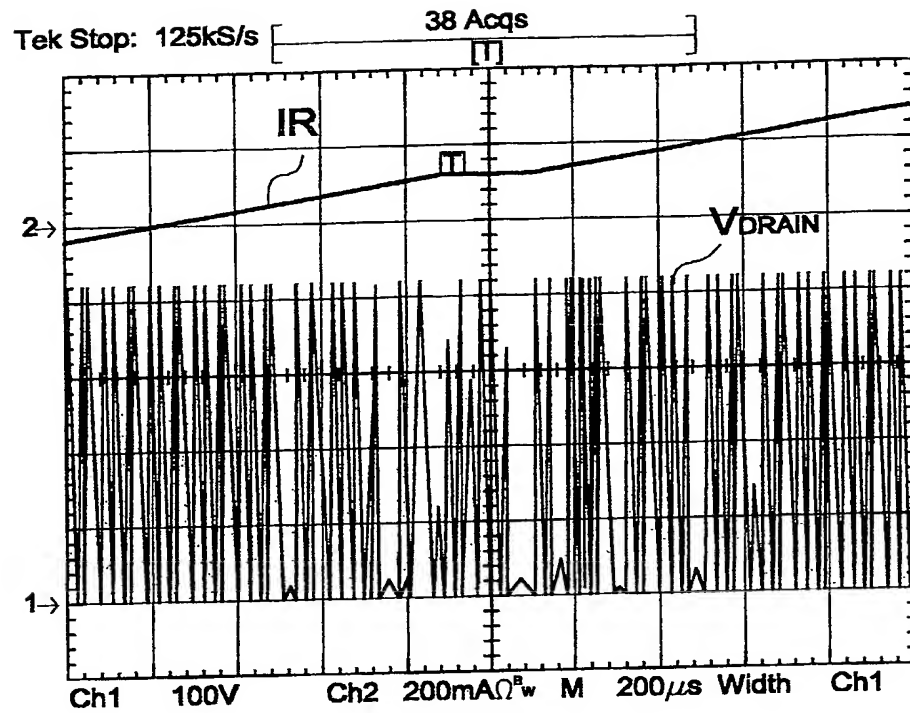


Fig.13

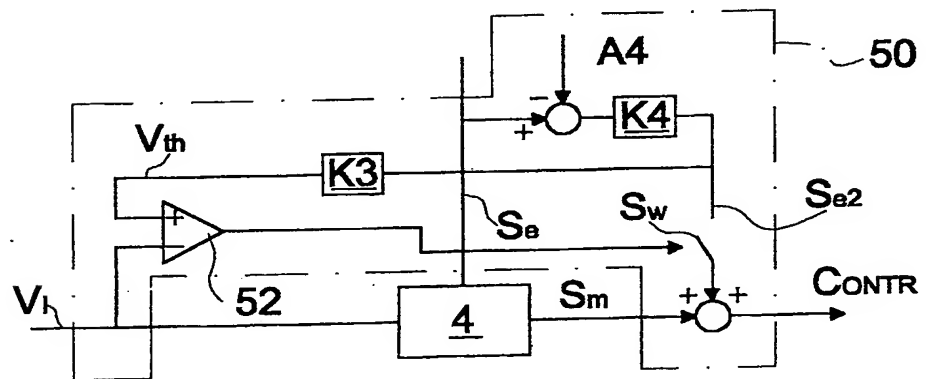


Fig.14

**This Page Blank (uspto)**